

ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СКОРОСТЬЮ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ МАКСИМИЗАЦИИ СООТНОШЕНИЯ МОМЕНТ-ТОК

С.М. Пересада, д.т.н., проф., С.С. Дымко, аспирант

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»,
пр. Победы, 37, 03056, г.Киев, Украина

В статье впервые представлено общетеоретическое решение задачи векторного управления угловой скоростью асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в условиях действия постоянного неизменяемого момента нагрузки при обеспечении максимизации соотношения момент-ток в статических режимах. Доказано, что нелинейная система, состоящая из подсистемы управления механическими координатами и подсистемы отработки и оценивания электрических координат обладает свойством локальной экспоненциальной устойчивости. Выполнены экспериментальные исследования, результаты которых совпадают с математическим моделированием и подтверждают возможность практической реализации синтезированного алгоритма. Библ. 6, табл. 1, рис. 2.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, векторное управление, максимум соотношения момент-ток, оптимизация энергетической эффективности.

Введение. Системы векторного управления моментом и потоком асинхронных короткозамкнутых двигателей (АД) используются в широком спектре технологических применений. При этом достижение асимптотической отработки момента является необходимым условием асимптотической отработки угловой скорости и углового положения [1]. Использование декомпозиционных подходов [5] к проблеме векторного управления позволяет дополнительно обеспечить асимптотическую отработку модуля вектора потокосцепления с асимптотической развязкой процессов управления механическими и электромагнитными координатами. По такому принципу строятся системы двузонного регулирования параметров, в которых задание на модуль вектора потокосцепления формируется как функция, обратно-пропорциональная заданной угловой скорости [5], то есть как независимая функция времени.

В задачах оптимизации энергетической эффективности (минимизация потерь, максимум соотношения момент-ток и др.) уровень модуля вектора потокосцепления задается в функции развиваемого АД момента. В задачах управления моментом это осуществляется в функции заданного момента, что невозможно в системах регулирования скорости, поскольку заданный момент, формируемый регулятором скорости, является функцией ошибок отработки угловой скорости. Теоретически обоснованного решения проблемы асимптотической отработки угловой скорости при одновременной оптимизации энергетической эффективности до сих пор не разработано.

В классе алгоритмов скалярного типа, [4], [6], обеспечивающих максимизацию соотношения момент-ток, сформировать требуемые динамические показатели регулирования не представляется возможным, поскольку в них обеспечивается лишь регулирование (постоянных заданных значений) момента, без спецификации его динамических характеристик. В алгоритмах векторного управления [2], [3], напротив, иерархия управления выстроена так, что приоритетной является асимптотическая

отработка момента, в то время как максимизация соотношения момент-ток достигается в установившихся режимах.

В данном исследовании впервые представлено общетеоретическое решение задачи асимптотической отработки заданных траекторий скорости при обеспечении максимизации соотношения момент-ток в установившихся режимах.

1. Математическая модель АД и цели управления. Двухфазная математическая модель АД в системе координат $(d-q)$, вращающейся с произвольной угловой скоростью ω_0 , задана следующими уравнениями:

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= J^{-1}(M - M_c), M = \mu_1(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \\ \dot{i}_d &= -\gamma i_d + \omega_0 i_q + \alpha \beta \psi_d + \beta \omega \psi_q + u_d / \sigma \\ \dot{i}_q &= -\gamma i_q - \omega_0 i_d + \alpha \beta \psi_q - \beta \omega \psi_d + u_q / \sigma \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha \psi_d + (\omega_0 - \omega) \psi_q + \alpha L_m i_d \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha \psi_q - (\omega_0 - \omega) \psi_d + \alpha L_m i_q \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \varepsilon_0(0) = 0,\end{aligned}\tag{1}$$

где $(u_d, u_q)^T$ – компоненты вектора управляющего напряжения статора, $(i_d, i_q)^T$, $(\psi_d, \psi_q)^T$ – компоненты векторов тока статора и потокосцепления ротора, ω – угловая скорость ротора, M – электромагнитный момент, M_c – момент нагрузки, ε_0 – угловое положение вращающейся системы координат $(d-q)$ относительно стационарной системы координат $(a-b)$, J – полный момент инерции. Без потери общности принята одна пара полюсов. Положительные константы в (1), связанные с электрическими и механическими параметрами АД, определены следующим образом: $\alpha = R_2 / L_2$, $\sigma = L_1 - L_m^2 / L_2$, $\beta = L_m / \sigma L_2$, $\gamma = R_1 / \sigma + \alpha \beta L_m$, $\mu_1 = 3L_m / (2L_2)$, R_1, R_2, L_1, L_2 – активные сопротивления и индуктивности статора и ротора, L_m – индуктивность намагничивающего контура.

Пусть ω^* – заданная траектория изменения угловой скорости, ограниченная функция с известными ограниченными первыми двумя производными. Предположим, что параметры двигателя известны и постоянны, измеряемыми являются переменные (ω, i_d, i_q) ; момент нагрузки, медленно изменяющийся так, что $\dot{M}_c = 0$.

В условиях этих допущений необходимо синтезировать алгоритм управления угловой скоростью, обеспечивающий достижение следующих целей управления:

О.1. Асимптотическую отработку заданных траекторий скорости, то есть выполнение условия $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0$, где $\tilde{\omega}$ – ошибка отработки, определенная как $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$.

О.2. Максимизацию соотношения момент-ток в установившемся режиме, которая достигается при удовлетворении условия [2] $i_d = |i_q| + \delta$, где $\delta > 0$ – малая константа для исключения вырожденности при нулевом значении заданного момента.

2. Синтез алгоритма управления. *Токовое управление АД.* В условиях токового управления токи i_d, i_q в модели (1) могут рассматриваться как управляющие воздействия. Наблюдатель вектора потокосцепления ротора в виде

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\psi}} &= -\alpha\hat{\psi} + \alpha L_m i_d, \\ \dot{\hat{\varepsilon}}_0 &= \omega_0 = \omega + \alpha L_m i_q / \hat{\psi},\end{aligned}\tag{2}$$

гарантирует, что ошибки оценивания $\tilde{\psi}_d = \psi_d - \hat{\psi}$, $\tilde{\psi}_q = \psi_q - \hat{\psi}$, динамика которых характеризуется уравнениями

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d, \\ \omega_2 &= \omega_0 - \omega,\end{aligned}\tag{3}$$

экспоненциально затухают в ноль при $\hat{\psi} > 0$, [2].

С использованием метода динамической линеаризации обратной связью по измеряемому выходу (ω, i_d, i_q) в [2] сконструирован динамический регулятор момента в таком виде:

$$i_d = L_m^{-1} \left(\psi_0^* + L_m |i_q| \right) > 0,\tag{4}$$

$$\dot{i}_q = -\alpha\hat{\psi}^{-1} \left(\psi_0^* + L_m |i_q| \right) i_q + (\mu_1 \hat{\psi})^{-1} \left[\alpha M^* + \dot{M}^* \right],\tag{5}$$

где $\psi_0^* > 0$ – минимальное значение потока, необходимое для исключения вырожденности в (2), M^*, \dot{M}^* – заданная траектория изменения момента и ее первая производная.

Поскольку в (4) компонента $\left(\psi_0^* + L_m |i_q| \right) > 0$, то $i_d > 0$, а, следовательно, из (2) имеем $\hat{\psi} > 0$ при $\hat{\psi}(0) = \psi_0^*$.

Алгоритм регулирования момента (2), (4), (5) обеспечивает асимптотическую отработку момента так, что ошибка $\tilde{M} = M - M^*$ экспоненциально затухает в ноль при выполнении в статике условия $i_d = i_q \left(\psi_0^* = 0 \right)$, которое гарантирует максимизацию соотношения момент-ток.

Переход от управления моментом к управлению угловой скоростью осуществляется за счет конструирования внешнего контура регулирования угловой скорости, регулятор которого формирует заданное значение момента M^* , являющееся заданием для внутренней подсистемы регулирования момента.

Из первого уравнения (1) динамическое поведение ошибки отработки скорости запишется в таком виде:

$$\dot{\tilde{\omega}} = J^{-1}(M - M_c) - \dot{\omega}^* = J^{-1}(\tilde{M} + M^*) - \tilde{M}_c - \hat{M}_c - \dot{\omega}^*\tag{6}$$

где $\tilde{M}_c = M_c / J - \hat{M}_c$ – ошибка оценивания момента нагрузки.

Для достижения цели О.1, на основании (6), синтезирован следующий алгоритм отработки угловой скорости (заданный закон изменения момента):

$$\begin{aligned}
M^* &= J(\xi + \dot{\omega}^* + \hat{M}_c), \\
\dot{\hat{M}}_c &= -\dot{\tilde{M}}_c = -k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\
\dot{\xi} &= -\frac{\xi}{\tau} - \frac{k_{\omega}}{\tau} \tilde{\omega},
\end{aligned} \tag{7}$$

где $(k_{\omega}, k_{\omega i}) > 0$ – коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регулятора скорости, τ – постоянная времени фильтра угловой скорости.

Отметим, что в соответствии с (5) алгоритм регулятора скорости должен формировать $M^*(t)$ так, чтобы производная \dot{M}^* была известной функцией. Из уравнений (7) становится понятной необходимость введения в структуру регулятора скорости (7) дополнительного фильтра, благодаря которому производная \dot{M}^* может быть аналитически определена в таком виде:

$$\dot{M}^* = J(\dot{\xi} + \ddot{\omega}^* + \dot{\hat{M}}_c) \tag{8}$$

Из (3), (6) динамическое поведение ошибок отработки скорости, момента и оценивания вектора потокосцепления при действии алгоритма (2), (4), (5), (7) описывается уравнениями

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{M}}_c &= k_{\omega i} \tilde{\omega}, \\
\dot{\tilde{\omega}} &= \tilde{M} / J - \tilde{M}_c, \\
\dot{\xi} &= -\frac{\xi}{\tau} - \frac{k_{\omega}}{\tau} \tilde{\omega},
\end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{M}} &= -\alpha \tilde{M} + \tilde{\varphi}(t, \tilde{\omega}, \tilde{M}_c, \xi, \tilde{\Psi}_d, \tilde{\Psi}_q), \\
\tilde{\varphi}(t, \tilde{\omega}, \tilde{M}_c, \xi, \tilde{\Psi}_d, \tilde{\Psi}_q) &= J \frac{\tilde{\Psi}_d}{\hat{\Psi}} \left[\alpha \left(\xi + \dot{\omega}^* + \frac{M_c}{J} - \tilde{M}_c \right) - \left(k_{\omega i} + \frac{k_{\omega}}{\tau} \right) \tilde{\omega} - \frac{\xi}{\tau} + \ddot{\omega}^* \right] - \\
&- J \frac{\tilde{\Psi}_q}{\hat{\Psi}} \text{sign}(i_{qr} + e_{iq}) \left[\alpha \left(\xi + \dot{\omega}^* + \frac{M_c}{J} - \tilde{M}_c \right) - \left(k_{\omega i} + \frac{k_{\omega}}{\tau} \right) \tilde{\omega} - \frac{\xi}{\tau} + \ddot{\omega}^* \right] - \\
&- \frac{\tilde{\Psi}_q}{\hat{\Psi}} \alpha \mu_1 \left(|i_{qr} + e_{iq}| \psi_0^* + 2L_m i_{qr}^2 + 4L_m i_{qr} e_{iq} + 2L_m e_{iq}^2 \right)
\end{aligned} \tag{10}$$

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{qr} &= -\alpha \hat{\Psi}^{-1} \left(\psi_0^* + L_m |i_{qr} + e_{iq}| \right) i_{qr} + (\mu_1 \hat{\Psi})^{-1} \left[\alpha \left(\dot{\omega}^* + \frac{M_c}{J} \right) + \ddot{\omega}^* \right] \\
\dot{e}_{iq} &= -\alpha \hat{\Psi}^{-1} \left(\psi_0^* + L_m |i_{qr} + e_{iq}| \right) e_{iq} + (\mu_1 \hat{\Psi})^{-1} \left[\alpha \left(\xi - \tilde{M}_c \right) - \left(k_{\omega i} + \frac{k_{\omega}}{\tau} \right) \tilde{\omega} - \frac{\xi}{\tau} \right]
\end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{\Psi}} &= -\alpha \hat{\Psi} + \alpha \left(\psi_0^* + L_m |i_{qr} + e_{iq}| \right), \\
\dot{\tilde{\Psi}}_d &= -\alpha \tilde{\Psi}_d + \omega_2 \tilde{\Psi}_q, \\
\dot{\tilde{\Psi}}_q &= -\alpha \tilde{\Psi}_q - \omega_2 \tilde{\Psi}_d,
\end{aligned} \tag{12}$$

где $i_q = i_{qr} + e_{iq}$, i_{qr} и e_{iq} – составляющие тока i_q , зависящие от внешних ограниченных сигналов и от ошибок регулирования соответственно.

Нелинейная система (9)-(12) представлена в виде декомпозиции электромеханическая подсистема (9)-(11) – электромагнитная (12). Она обладает следующими важными свойствами: переменные $\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q$ экспоненциально затухают в ноль, $\hat{\psi} > 0, i_{qr}$ - ограничен при ограниченных $\dot{\omega}^*, \ddot{\omega}^*, M_c$. Электромеханическая подсистема содержит линейную систему третьего порядка, которая посредством нелинейной функции $\tilde{\phi}(t, \tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \xi, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)$ связана с электромагнитной подсистемой.

Анализ устойчивости системы (9)-(12) затруднителен в связи с существенно нелинейным видом функции $\tilde{\phi}(t, \tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \xi, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)$. Вместе с тем, свойства декомпозиции (9)-(12) позволяют произвести исследование устойчивости при частичной линеаризации правой части (10) за счет пренебрежения квадратичными составляющими ошибок регулирования в $\tilde{\phi}(t, \tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \xi, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)$.

После линеаризации уравнение (10) примет вид

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{M}} &= -\alpha \tilde{M} + \tilde{\phi}_1(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q), \\ \tilde{\phi}_1(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) &= J \frac{\tilde{\psi}_d}{\hat{\psi}} \left[\alpha \left(\dot{\omega}^* + \frac{M_c}{J} \right) + \ddot{\omega}^* \right] - \\ &- J \frac{\tilde{\psi}_q}{\hat{\psi}} \text{sign}(i_{qr}) \left[\alpha \left(\dot{\omega}^* + \frac{M_c}{J} \right) + \ddot{\omega}^* \right] - \frac{\tilde{\psi}_q}{\hat{\psi}} \alpha \mu_1 (|i_{qr}| \psi_0^* + 2L_m i_{qr}^2)\end{aligned}\quad (13)$$

Система (9)-(12), после линеаризации (10) в соответствии с (13), может быть представлена в следующей стандартной форме

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_1 &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{B}(t) \mathbf{x}_2, \\ \dot{\mathbf{x}}_2 &= \mathbf{A}_2(t, \mathbf{x}_1) \mathbf{x}_2.\end{aligned}\quad (14)$$

где $\mathbf{x}_1 = (\tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \xi, \tilde{M})^T$, $\mathbf{x}_2 = (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T$.

Система (14) обладает следующими свойствами:

1. Постоянная матрица \mathbf{A}_1 за счет выбора настроечных параметров $(k_\omega, k_{\omega i}, \tau)$ всегда может быть спроектирована как матрица Гурвица, так, чтобы линейная система $\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1$ была асимптотически устойчивой.
2. Положение равновесия $\mathbf{x}_2 = 0$ является глобально экспоненциально устойчивым $\forall \mathbf{x}_1, t \geq 0$.
3. Матрица $\mathbf{B}(t)$ ограничена, то есть $\|\mathbf{B}(t)\| \leq b > 0$, поскольку $\dot{\omega}^*, \ddot{\omega}^*, M_c$ ограничены и i_{qr} ограничен при $\hat{\psi} > 0$.

Таким образом, структура (14), представляющая собой последовательное включение двух экспоненциально устойчивых систем посредством ограниченной матрицы, гарантирует, что положение равновесия линеаризованной системы $\mathbf{x} = (\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T)^T = 0$ является глобально экспоненциально устойчивым, а, следовательно, система (9)-(12) будет локально экспоненциально устойчивой.

Из анализа устойчивости следует, что при токовом управлении АД $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \tilde{\xi}, \tilde{M}, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$, то есть цели управления угловой скоростью АД достигаются с максимальной точностью соотношения момент-ток в статике за счет выполнения условия $i_d = i_d^*, (\psi_0^* = 0)$.

Управление АД при рассмотрении модели полного порядка. В реальных условиях токи i_d и i_q , определенные в (4) и (5), не являются управляющими воздействиями и могут лишь представлять их желаемый закон изменения i_d^* и i_q^* . В качестве управляющих воздействий выступают напряжения статора u_d и u_q . Для распространения решения при токовом управлении на случай управления моделью полного порядка воспользуемся результатом [5], в соответствии с которым регуляторы токов по осям d и q задаются выражениями

$$u_d = \sigma(\gamma i_d^* - \omega_0 i_q - \alpha \beta \hat{\psi} + i_d^* - k_{id1} \tilde{i}_d), \quad (15)$$

$$u_q = \sigma(\gamma i_q^* + \omega_0 i_d + \beta \omega \hat{\psi} + i_q^* - k_{iq1} \tilde{i}_q), \quad (16)$$

где $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*, \tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ – ошибки отработки токов, $k_{id1} > 0, k_{iq1} > 0$ – коэффициенты пропорциональных составляющих регуляторов токов по соответствующим осям.

Модифицированный наблюдатель вектора потокосцепления задан следующими уравнениями

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\psi}} &= -\alpha \hat{\psi} + \alpha L_m i_d + v_\psi, \\ \dot{\hat{\epsilon}}_0 &= \omega_0 = \omega + \alpha L_m i_q / \hat{\psi} + v_\epsilon / \hat{\psi}, \end{aligned} \quad (17)$$

где v_ψ, v_ϵ – корректирующие обратные связи, которые будут определены далее.

Уравнения динамики ошибок отработки, полученные в результате подстановки полного алгоритма управления (4), (5) с заменой i_d на i_d^* и i_q на i_q^* , (7), (15)-(17) в (1), имеют вид (9) с

$$\dot{\tilde{M}} = -\alpha \tilde{M} + \tilde{\Phi}_2(t, \tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \tilde{\xi}, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q), \quad (18)$$

$$\tilde{\Phi}_2(t, \tilde{\omega}, \tilde{M}_c, \tilde{\xi}, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = \tilde{\Phi}_{21}(t, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q) + \tilde{\Phi}_{22}(t, \tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \tilde{\xi}, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d + \alpha \beta \tilde{\psi}_d + \beta \omega \tilde{\psi}_q, & \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q - v_\psi, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q + \alpha \beta \tilde{\psi}_q - \beta \omega \tilde{\psi}_d, & \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d - v_\epsilon, \end{aligned} \quad (19), (20)$$

$$\text{где } k_{id} = k_{id1} + \gamma, \quad k_{iq} = k_{iq1} + \gamma, \quad |\tilde{\Phi}_{21}| \leq b_1 \|\mathbf{x}_2\|, \quad 0 \leq b_1 < \infty, \quad |\tilde{\Phi}_{22}| \leq b_2 \|\mathbf{x}_1\| \|\mathbf{x}_2\|, \quad 0 \leq b_2 < \infty,$$

$$\mathbf{x}_1 = (\tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \tilde{\xi}, \tilde{M})^T, \quad \mathbf{x}_2 = (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T.$$

Благодаря этим свойствам система (9) с $\tilde{\Phi}_2(t, \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$ в (18)-(20), после пренебрежения составляющими квадратичного и более высокого порядков, будет иметь вид (14). Таким образом, если синтезировать корректирующие обратные связи наблюдателя v_ψ и v_ϵ так, чтобы положение равновесия $\mathbf{x}_2 = 0$ системы (19), (20) было глобально экспоненциально устойчивым, то частично линеаризован-

ная система (9) с \tilde{M} из (18), (19), (20) будет глобально экспоненциально устойчивой, а полная нелинейная система – локально экспоненциально устойчивой.

Для синтеза корректирующих обратных связей в (17), рассмотрим функцию Ляпунова в виде:

$$V = \frac{1}{2} \left[(\tilde{i}_d^2 + \tilde{i}_q^2) + \gamma_1 (\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2) \right] > 0, \gamma_1 > 0, \quad (21)$$

производная от которой, в силу траекторий (19), (20), равна

$$\dot{V} = -k_{id}\tilde{i}_d^2 - k_{iq}\tilde{i}_q^2 - \alpha\gamma_1(\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2) + \tilde{\psi}_d(\alpha\beta\tilde{i}_d - \beta\omega\tilde{i}_q - \gamma_1\nu_\psi) + \tilde{\psi}_q(\alpha\beta\tilde{i}_q + \beta\omega\tilde{i}_d - \gamma_1\nu_\epsilon). \quad (22)$$

Используя полученное выражение, спроектируем корректирующие обратные связи ν_ψ и ν_ϵ в виде:

$$\nu_\psi = \gamma_1^{-1}(\alpha\beta\tilde{i}_d - \beta\omega\tilde{i}_q), \quad (23)$$

$$\nu_\epsilon = \gamma_1^{-1}(\alpha\beta\tilde{i}_q + \beta\omega\tilde{i}_d). \quad (24)$$

Выполнив подстановку (23) в (22), получим

$$\dot{V} = -k_{id}\tilde{i}_d^2 - k_{iq}\tilde{i}_q^2 - \alpha\gamma_1(\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2) < 0 \quad (25)$$

Из (21) и (25), используя теорему об устойчивости Ляпунова, устанавливаем, что положение равновесия системы (19)-(20)

$$(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q)^T = 0 \quad (26)$$

является глобально экспоненциально устойчивым.

Из анализа устойчивости следует, что при использовании полного алгоритма управления АД $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \tilde{\xi}, \tilde{M}, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = 0$, то есть цели управления угловой скоростью АД достигаются с максимизацией соотношения момент-ток в статике.

Структурная схема синтезированного алгоритма управления угловой скоростью АД представлена на рис. 1. Алгоритмы управления токов (15), (16) могут быть дополнены компонентами интегрального действия, не влияя на устойчивость, как это показано на рис. 1.

3. Экспериментальные исследования. Экспериментальные исследования алгоритма (4), (5), (7), (8), (15)-(17) выполнены на станции быстрого прототипного тестирования алгоритмов управления электроприводами при такте квантования 200 мкс и частоте ШИМ инвертора 10 кГц. При этом использовались следующие настройки алгоритма векторного управления: $k_\omega = 100$, $k_{\omega i} = 5000$, $\tau = 0.002$, $k_{id1} = k_{iq1} = 700$, $k_{iid} = k_{iiq} = 122500$, $\gamma_1 = \beta$. В процессе тестирования разработанного алгоритма с АД мощностью 0.75 кВт, параметры которого приведены в Таблице 1, использована следующая последовательность управления:

1. На протяжении начального интервала времени ($0 \leq t < 0.1 \text{ с}$) ненагруженный двигатель вращается со скоростью $\omega = 5 \text{ рад/с}$.

2. На интервале времени ($0.1 \leq t < 0.6 \text{ с}$) двигатель разгоняется до скорости 55 рад/с по траектории ω^* , представленной на рис. 2. При этом $\dot{\omega}^* = 125 \text{ рад/с}^2$, $\ddot{\omega}^* = 1250 \text{ рад/с}^3$. Траектория электромагнитного момента двигателя, необходимая для отработки заданной траектории скорости, рассчитанная с помощью выражений (7), представлена на рис. 2 как M^* .

3. На интервале времени ($0.6 \leq t < 1.6 \text{ с}$) ненагруженный двигатель вращается с постоянной скоростью 55 рад/с .

4. В момент времени $t = 1.6 \text{ с}$ к двигателю прикладывается линейно нарастающий момент нагрузки, достигающий установившегося значения 1.25 Нм (50% от номинального значения) через 0.45 с . Первая производная от момента нагрузки равна 2.77 Нм/с .

Таблица 1.

Номинальные данные двигателя

Номинальная мощность, кВт	0,75
Номинальный момент, Нм	2,5
Номинальный ток статора, А	1,7
p_n	1
$R_1, \text{ Ом}$	11
$R_2, \text{ Ом}$	5,3
$L_1, \text{ Гн}$	0,95
$L_2, \text{ Гн}$	0,95
$L_m, \text{ Гн}$	0,91
$J, \text{ кг} \cdot \text{м}^2$	0,0036

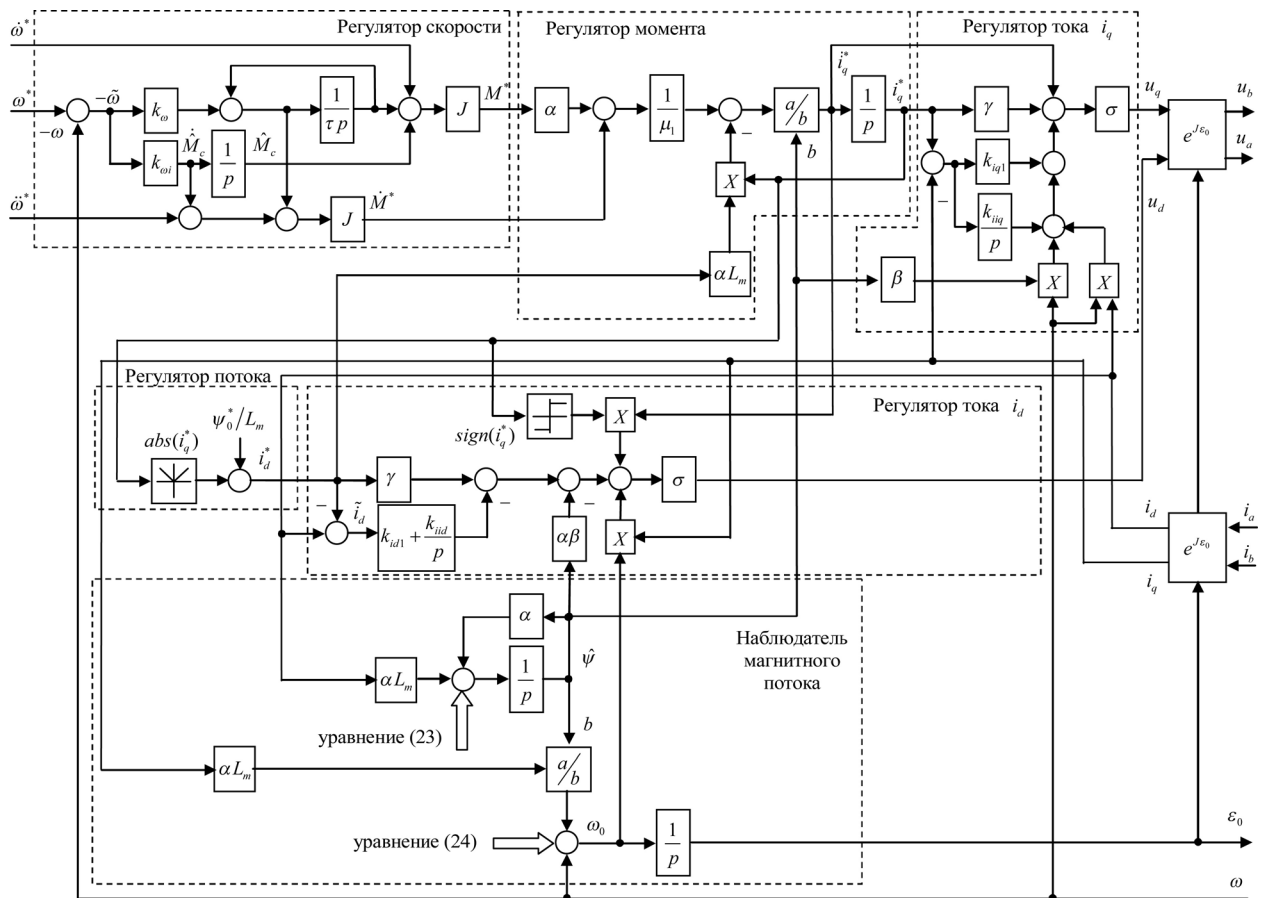


Рис. 1.

Результаты экспериментальных исследований и математического моделирования представлены на рис. 2а и рис. 2б соответственно. Из анализа графиков ошибок оценивания потокосцепления

$\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q$ и ошибки отработки момента \tilde{M} , полученных при математическом моделировании, следует, что разработанный алгоритм обеспечивает асимптотичность отработки заданных траекторий момента и потокосцепления.

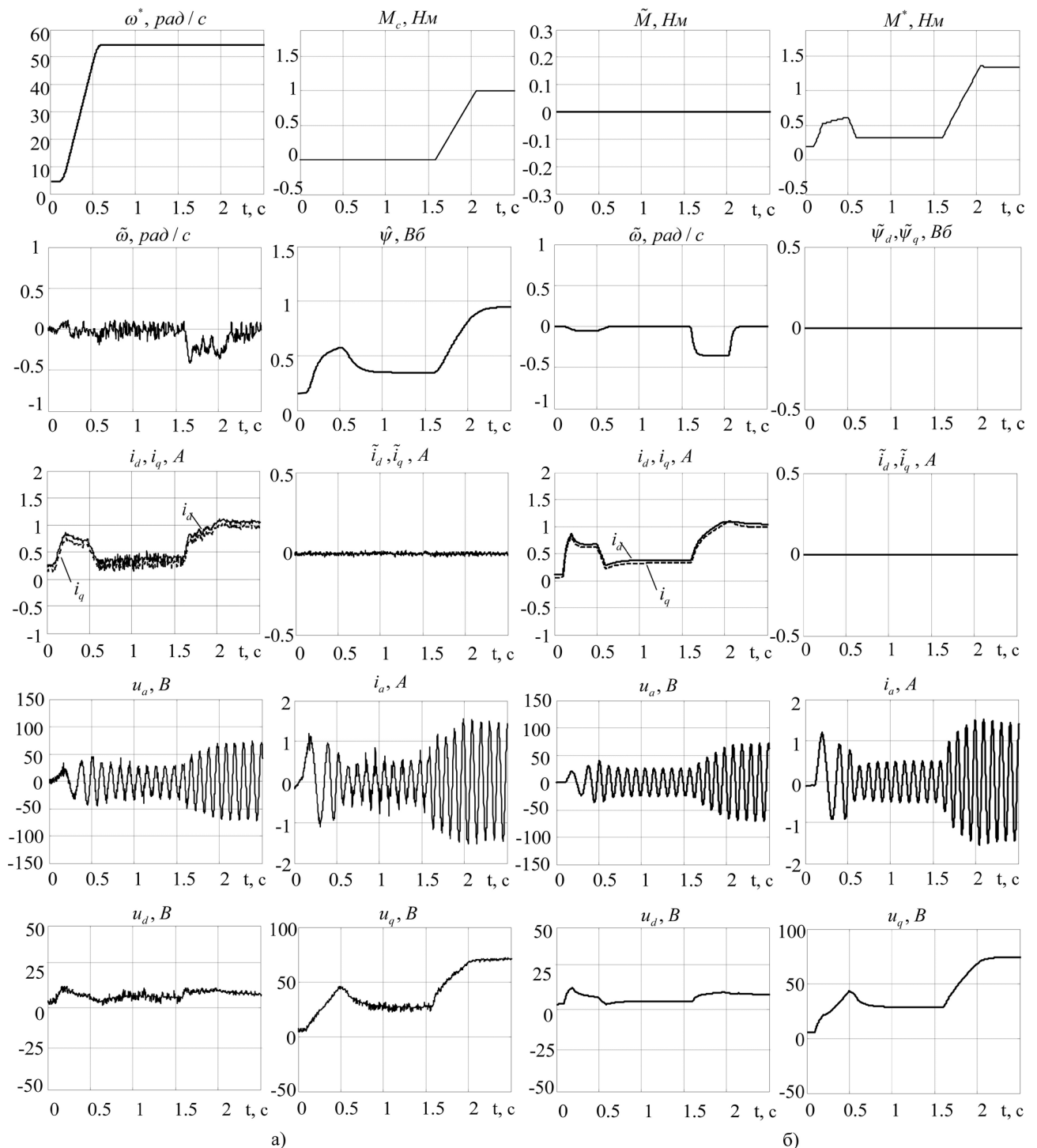


Рис. 2.

Из анализа графика ошибки отработки заданной траектории скорости, следует, что разработанный алгоритм обеспечивает асимптотическую отработку скорости при $\dot{M}_c = 0$. Равенство компонент тока статора по осям d и q , подтверждает достижение условия максимизации соотношения

момент-ток как в статических, так и в динамических режимах. Совпадение графиков, полученных экспериментально и путем математического моделирования, подтверждает возможность практической реализации полученного решения.

Заключение. Впервые представлено общетеоретическое решение задачи асимптотической отработки заданных траекторий угловой скорости в условиях действия постоянного неизмеряемого момента нагрузки при обеспечении максимума соотношения момент-ток в установившемся режиме. Конструирование алгоритма отработки угловой скорости выполнено на основе внутренней подсистемы отработки момента, синтезированной методом динамической линеаризации обратной связью по измеряемому выходу с использованием прямого векторного управления на основе замкнутого наблюдателя потокосцепления пониженного порядка.

Доказано, что композитная нелинейная система, состоящая из подсистемы управления механическими координатами (угловой скорости и момента), а также подсистемы отработки и оценивания электрических координат (токов статора, потокосцеплений ротора) обладает свойством локальной экспоненциальной устойчивости.

Результаты экспериментальных исследований совпадают с результатами моделирования, подтверждают практическую реализуемость и эффективность полученного решения.

- [1]. *Пересада С.М.* Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор // Вестник Донецкого национального технического университета. -1999.-с.1-23.
- [2]. *Пересада С.М., Дымко С.С.* Прямое векторное управление моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток //Электромеханические и энергосберегающие системы. – Кременчуг: КрНУ, 2011. – Вип. 3/2011 (15) – с. 16-20.
- [3]. *Пересада С.М., Ковбаса С.Н.* Обобщенный алгоритм прямого векторного управления асинхронным двигателем // Технічна електродинаміка. –2002. –№4. –С. 17–22.
- [4]. *Grcar B., Cafuta P., Stumberger G., Stankovic A.M., Hofer A.* Non-Holonomy in Induction Machine Torque Control // IEEE Trans. on Control Systems Technology. –2011. –Vol. 19. –№2. –pp.367-375.
- [5]. *Peresada S., Toniell iA.* High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor // Int. Journal of Adaptive Control and Signal Processing. –2000. –Vol. 14. –pp.177-200.
- [6]. *Wasynchuk O., Sudhoff S.D., Corsine K., Tichenor J., Krause P., Hansen I., Taylor L.* A maximum torque per Ampere control strategy for induction motor drives // IEEE Trans. on Energy Conversion. -1998. -Vol.13, No.2. - pp.163-169.

УДК 681.5:62-83

ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З МАКСИМІЗАЦІЄЮ СПІВВІДНОШЕННЯ МОМЕНТ-СТРУМ

С.М. Пересада, д.т.н., проф., С.С. Димко, аспірант

**Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»,
пр. Перемоги, 37, 03056, м. Київ, Україна**

В статті вперше представлено загальнотеоретичне рішення задачі векторного керування кутовою швидкістю асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором в умовах дії постійного моменту навантаження, який не вимірюється, при забезпеченні максимізації співвідношення момент-струм в усталених режимах. Доведено, що нелінійна система, яка складається із підсистеми керування механічними координатами і підсистеми відпрацювання та оцінювання електричних координат, має властивість локальної експоненційної стійкості. Проведено експериментальні дослідження, результати яких співпадають з результатами математичного моделювання і підтверджують можливість практичної реалізації синтезованого алгоритму. Бібл. 6, табл. 1, рис. 2.

Ключові слова: асинхронний двигун, векторне керування, максимум співвідношення момент-струм, підвищення енергетичної ефективності.

FIELD-ORIENTED SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTOR WITH MAXIMUM TORQUE PER AMPERE RATIO

S.M. Peresada, S.S. Dymko

**National Technical University of Ukraine “Kyiv Polytechnic Institute”,
Peremohy 37, 03056, Kyiv, Ukraine**

A new theoretical solution of direct field-oriented speed control of induction motor with the torque per Ampere ratio maximization is presented. The proposed controller permits to achieve local exponential asymptotic speed tracking in presence of constant unknown load torque. In addition, it ensures asymptotic decoupling of the mechanical and electrical subsystems. Experimental and simulation results are presented, confirming the possibility of practical implementation and excellent tracking quality of the designed controller. References 6, tables 1, figures 2.

Key words: induction motor, field-oriented control, maximum torque per Ampere ratio, efficiency optimization.

[1]. *Peresada S.M.* Field-oriented control of induction motor: analytical review // Vestnik Donetskogo natsionalnogo tekhnicheskogo universiteta. -1999. -P.1-23. (Rus)

[2]. *Peresada S.M., Dymko S.S.* Direct field-oriented torque control of induction motor with maximum torque per Ampere ratio //Electromekhanicheskie i energosberegaiuschie sistemy. – Kremenichug: KrNU, 2011. – № 3/2011 (15) – P. 16-20. (Rus)

[3]. *Peresada S.M., Kovybasa S.N.* Generalized field-oriented control algorithm of induction motor // Tekhnichna elektrodynamika.–2002. –№4. –P. 17–22. (Rus)

[4]. *Grcar B., Cafuta P., Stumberger G., Stankovic A.M., Hofer A.* Non-Holonomy in Induction Machine Torque Control // IEEE Trans. on Control Systems Technology. –2011. –Vol. 19. –№2. –pp.367-375.

[5]. *Peresada S., Tonielli A.* High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor // Int. Journal of Adaptive Control and Signal Processing. –2000. –Vol. 14. –pp.177-200.

[6]. *Wasynchuk O., Sudhoff S.D., Corsine K., Tichenor J., Krause P., Hansen I., Taylor L.* A maximum torque per Ampere control strategy for induction motor drives // IEEE Trans. on Energy Conversion. -1998. -Vol.13, No.2. - pp.163-169.